

# 基于线型卡尔曼滤波器的双偏振并行载波相位恢复算法

代亮亮, 闫连山\*, 易安林, 盘艳, 蒋林, 葛军, 潘炜, 罗斌

西南交通大学信息光子与通信研究中心, 四川 成都 610031

**摘要** 针对偏振复用 16 阶正交幅度调制(16QAM)传输系统(PDM-16QAM), 基于线型卡尔曼滤波器, 提出了一种计算复杂度更低、线宽容忍度更高的双偏振并行载波相位恢复算法, 使用两个偏振态内环和外环的符号信息对两个偏振态同时进行相位噪声估计。仿真结果表明, 在传输速率为 224 Gb/s 传输速率下, 本文算法相比于单偏振卡尔曼滤波器算法的线宽容忍度提高了 7 倍, 由原来的 400 kHz 提高至 2800 kHz。此外, 相比于单偏振卡尔曼滤波器载波相位恢复算法, 本文算法并行处理符号个数提升了 4 倍左右, 有效提高了算法的实时性, 但是复杂度有所降低。最后, 在传输速率为 224 Gb/s 的 PDM-16QAM 传输实验中对本文算法进行了验证。

**关键词** 信号处理; 载波相位恢复; 卡尔曼滤波器; 偏振复用

中图分类号 TN929.11

文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201838.0906004

## Dual-Polarization Paralleled Carrier Phase Recovery Algorithm Based on Linear Kalman Filter

Dai Liangliang, Yan Lianshan\*, Yi Anlin, Pan Yan, Jiang Lin, Ge Jun, Pan Wei, Luo Bin

Center for Information Photonics and Communications, Southwest Jiaotong University,  
Chengdu, Sichuan 610031, China

**Abstract** A dual-polarization paralleled carrier phase recovery algorithm with better linewidth tolerance and lower computational complexity is presented for polarization division multiplexing and 16-order quadrature amplitude modulation (PDM-16QAM) system based on linear Kalman filter (LKF). The symbols in first and third rings of two polarizations are used to perform phase noise estimation. The simulation results for PDM-16QAM system with the transmission rate of 224 Gb/s demonstrate that the linewidth tolerance of dual-polarization LKF is about seven times of that of single-polarization LKF. The linewidth tolerance is improved to 2800 kHz from 400 kHz. The dual-polarization LKF processes about four times symbols in one block than single-polarization LKF, which reduces the algorithm computational complexity and enhances the real-time performance. Finally, the proposed algorithm is verified in the transmission experiment of PDM-16QAM system with the transmission rate of 224 Gb/s.

**Key words** signal processing; carrier phase recovery; Kalman filter; polarization multiplexing

**OCIS codes** 060.1660; 060.2300; 060.4510; 060.4230

## 1 引 言

在高速、长距离光纤通信系统中, 传输信号会受到系统色度色散(CD)、偏振模色散(PMD)、相位噪声(PN)以及非线性效应等诸多因素的影响, 使得研究者不能在相干解调后得到正确的相位信息和幅度信息。但是, 研究者可在接收机后端通过数字信号处理(DSP)缓解 CD、PMD、PN 和非线性等因素的

影响并获得比较正确的相位和幅度的信息<sup>[1]</sup>。

数字信号处理技术的不断进步是高速光纤通信发展的一大机遇, 它能对光通信系统中存在的问题实现精确的电域处理, 其中, 载波相位恢复就是最直接的受益者之一。到目前为止, 载波相位恢复算法逐渐趋于成熟, 对于正交相移键控(QPSK)调制格式, 最常见的载波相位恢复算法有 Viterbi-Viterbi 算法<sup>[2]</sup>。但是, 对于高阶正交幅度调制(QAM)的格

收稿日期: 2018-01-23; 修回日期: 2018-04-16; 录用日期: 2018-04-24

基金项目: 国家自然科学基金重点项目(61335005, 61401378)、国家杰出青年科学基金(61325023)

\* E-mail: lsyan@home.swjtu.edu.cn

式,该算法不能直接使用,所以后继出现了很多适用于高阶调制格式的算法。2008年,Savory等<sup>[3]</sup>将Viterbi-Viterbi算法进行改进,使其能适用于16QAM格式。2009年,Pfau等<sup>[4]</sup>提出了一种能够适用于各种QAM格式的盲相位搜索(BPS)算法,但该算法复杂度很高,在实际应用中很难实现。随着偏振复用模式的发展,许多研究人员设计出同时使用两个偏振态上的信号信息进行相位噪声估计的方案<sup>[5-8]</sup>。近年来,很多国内外的学者将卡尔曼滤波器运用到载波相位恢复上,该算法可快速地收敛,容易建立物理模型,并可以直接估计物理参量<sup>[9-11]</sup>。2014年,Pakala等<sup>[12-13]</sup>运用扩展的卡尔曼滤波器实现相位噪声和幅度噪声的同时补偿。同年,Inoue等<sup>[14]</sup>提出了一种并行结构卡尔曼滤波器实现载波相位恢复的方法,该方法实时性高,复杂度低。后来,Jignesh等<sup>[15]</sup>改用并行无迹卡尔曼滤波器来实现载波相位恢复,该算法提升了发射功率,降低了所需计算时间。但是上述两种算法均是在激光器线宽小于100 kHz的条件下实现的,本文基于文献<sup>[14]</sup>中的算法就大线宽时的情形进行仿真分析。在传输速率为224 Gb/s的偏振复用16QAM传输系统(PDM-16QAM)中,其线宽上限约为400 kHz。

本文提出了一种双偏振并行载波相位恢复算

法,将并行卡尔曼滤波器与双偏振载波相位恢复结构相结合,选取两个偏振态上的符号同时进行相位噪声估计以提高并行卡尔曼滤波器的线宽容忍度。进一步分析了该算法在不同的线宽、光信噪比(OSNR)和并行处理个数时的误码率(BER)情况。与文献<sup>[14]</sup>中单偏振卡尔曼载波相位恢复相比,本文算法线宽的容忍度提升了7倍左右,最大并行处理个数提高了近4倍。

## 2 基本原理

### 2.1 双偏振并行卡尔曼滤波器原理分析

在并行线性卡曼滤波器中,载波相位恢复的信号被分为 $k$ 个长度为 $M$ 的块,研究者通过卡尔曼滤波器对每个块的相位噪声分别进行估计<sup>[14]</sup>。

在偏振复用系统中,两个偏振态上的相位噪声相差一个恒定值<sup>[16]</sup>。基于此,本文提出了双偏振并行卡尔曼滤波器载波相位恢复算法。将偏振解复用后的两路信号进行恒定相位补偿,然后将补偿后信号分别分为 $k$ 个长度为 $M$ 的块并对信号进行筛选。在16QAM格式下,第1个环[图1(a)中的 $C_1$ ]和第3个环[图1(a)中的 $C_3$ ]上都只有4个点,而中间环[图1(a)中的 $C_2$ ]上有8个点。在经过卡尔曼滤波器预处理后进行判决时, $C_1$ 和 $C_3$ 的正确率比

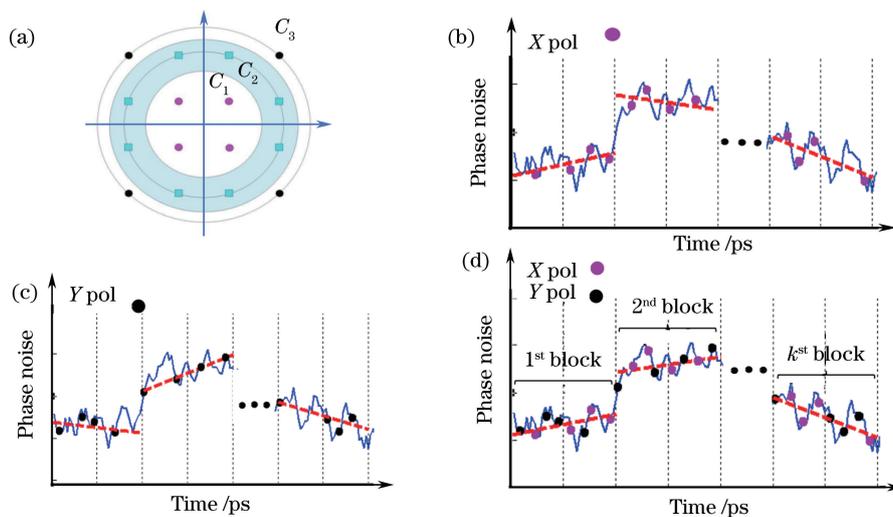


图1 (a) 16QAM星座图;(b)噪声相位(蓝色曲线)及使用X偏振第1和第3个环符号进行噪声估计的拟合曲线(红色);  
(c)噪声相位(蓝色曲线)及使用Y偏振第1和第3个环符号进行噪声估计的拟合曲线(红色);  
(d)噪声相位(蓝色曲线)及同时使用X和Y偏振进行相位噪声估计的拟合曲线(红色)

Fig. 1 (a) Constellation of 16QAM; (b) time evolution of carrier phases (blue line) and linear fitting of phase noise by using the symbols in first and third rings of X polarization (red line); (c) time evolution of carrier phases (blue line) and linear fitting of phase noise by using the symbols in first and third rings of Y polarization (red line); (d) time evolution of carrier phases (blue line) and linear fitting of phase noise by using the symbols in first and third rings of both X and Y polarizations (red line)

$C_2$  高,所以本文算法选择  $C_1$  和  $C_3$  的点进行相位噪声估计。如果仅仅这样,每块中将只有一半的信号点参与相位估计,其估计值精确较差,如图 1(b)和(c)。所以使用两个偏振态上  $C_1$  和  $C_3$  的点来进行载波相位估计,如图 1(d)所示。因为任何时刻两个偏振态上的相位噪声值近似相同,所以在某些时刻,即使两个偏振态的信号同时参加估计或者没有信号参与估计也不会对估计值产生较大的误差。

双偏振并行卡尔曼滤波器结构如图 2 所示。令  $\mathbf{x}_k = [\theta_k, \omega_k]^T$  为所需估计的第  $k$  个块的状态矢量,  $\omega_k$  为该块相位噪声的斜率,  $\theta_k$  为该块中间点相位噪声估计值,则同块中其余信号的相位噪声估计值为  $\varphi_{n,k} = \theta_k + \left(n - \frac{M+1}{2}\right)\omega_k$ , 其中  $\varphi_{n,k}$  为第  $k$  个块中第  $n$  个符号的相位噪声。卡尔曼滤波器的状态更新方程  $\theta_{k+1}^- = M \cdot \omega_k + \theta_k$ ,  $\omega_{k+1}^- = \omega_k + n_f$ , 其中  $\theta_{k+1}^-$  和  $\omega_{k+1}^-$  为第  $k$  个块对  $k+1$  块的预测值;  $n_f$  为服从正态分布的随机变量,其均值为零,方差为  $\sigma_f^2$ 。卡尔曼滤波器的测量方程为  $\tilde{\theta}_k = \theta_k + n_\theta$ ,  $\tilde{\omega}_k = \omega_k + n_\omega$ , 其中  $\tilde{\theta}_k$  和  $\tilde{\omega}_k$  可表示为第  $k$  块中间点的相位噪声值和该块中的相位噪声斜率,  $n_\theta$  和  $n_\omega$  分别表示  $\tilde{\theta}_k$  和  $\tilde{\omega}_k$  中存在的测量噪声<sup>[12]</sup>。卡尔曼滤波器相位噪声估计等式如(1)~(4)式所示。

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_k^- (\mathbf{P}_k^- + \mathbf{R})^{-1}, \quad (1)$$

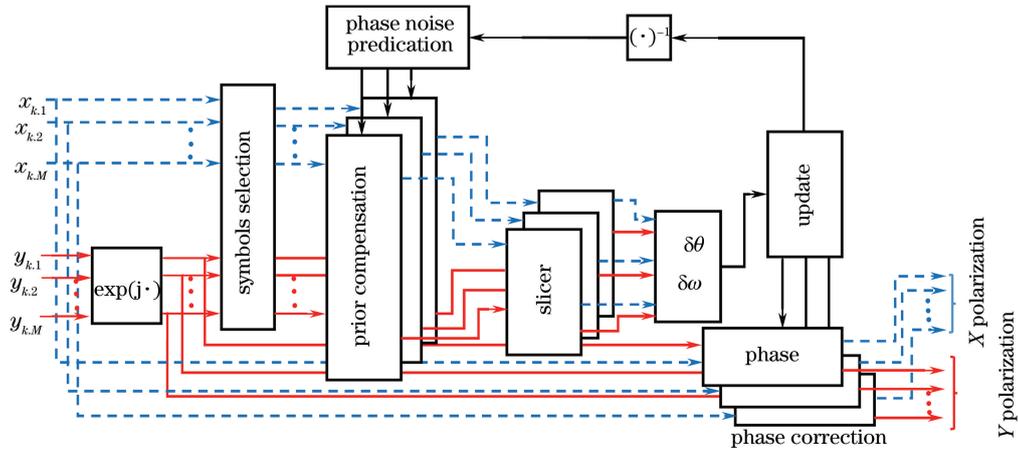


图 2 双偏振卡尔曼滤波器载波相位恢复算法结构图

Fig. 2 Schematic diagram of dual-polarization carrier phase recovery algorithm based on Kalman filter

## 2.2 偏振态间相偏估计

在偏振复用传输系统中,两个偏振态上任何相同时刻信号所受的相位噪声相差一个恒定值,经过偏振态间的恒定相位差补偿后,任何相同时刻两个偏振态上的相位噪声是近似相同的<sup>[16]</sup>。偏振态间的恒定相位差公式为

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{x}_k^- + \mathbf{K}_k \mathbf{e}_k, \quad (2)$$

$$\mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k) \mathbf{P}_k^-, \quad (3)$$

$$\mathbf{P}_k^- = \mathbf{A} \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{A}^T + \mathbf{Q}, \quad (4)$$

式中:  $\mathbf{K}_k$  为滤波器增益;  $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & M \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ ;  $\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 0 & \sigma_f^2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ ,  $\sigma_f^2$  在  $10^{-6}$  到  $10^{-8}$  之间;  $\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 10^{-2} & 0 \\ 0 & 10^{-3} \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{e}_k$  为  $\mathbf{x}_k$  的残余误差。最后通过极大似然(ML)函数来估计此时的残余误差,最大似然函数表达式为

$$\Delta(\theta) = \text{Re} \left[ \sum_{n=1}^M S_n^- d_n^{-*} \exp(-j\varphi_{n,k}^-) \right]. \quad (5)$$

残余误差  $\mathbf{e}_k = [\delta\theta_k, \delta\omega_k]^T$ , 计算公式为

$$\delta\theta_k = \arctan \left[ \frac{\text{Im} \left( \sum_{x,y} \sum_{n=1}^M S_n^- d_n^{-*} \right)}{\text{Re} \left( \sum_{x,y} \sum_{n=1}^M S_n^- d_n^{-*} \right)} \right], \quad (6)$$

$$\delta\omega_k = \frac{\text{Im} \left[ \sum_{x,y} \sum_{n=1}^M \left( n - \frac{M+1}{2} \right) S_n^- d_n^{-*} \right]}{\text{Re} \left[ \sum_{x,y} \sum_{n=1}^M \left( n - \frac{M+1}{2} \right)^2 S_n^- d_n^{-*} \right]}, \quad (7)$$

式中:  $S_n^-$  和  $d_n^-$  分别为参与估计的信号经过相位噪声预补偿后判决前和判决后的符号,具体算法推导可参考文献<sup>[12]</sup>。

$$q_n = \alpha \frac{s_{n,X}^4}{|s_{n,X}|} \cdot \left( \frac{s_{n,Y}^4}{|s_{n,Y}|} \right)^* + q_{n-1} \cdot (1 - \alpha), \quad (8)$$

$$\varphi_{\text{offset}} = \arg(q_n) / 4, \quad (9)$$

式中:  $\alpha$  为步长参量;  $s_{n,X}$  和  $s_{n,Y}$  分别是  $n$  时刻时  $X$  和  $Y$  偏振态上都属于  $C_1$  或  $C_3$  的信号,所以理论只

有 1/4 的信号可以参与估计。因为  $\varphi_{\text{offset}}$  是一个慢变的或者可以认为在一段时间内不变的量,所以可以在相位噪声估计前先对其进行相偏补偿,对算法的复杂度并不会会有大的影响。

### 3 仿真结果分析

为了验证算法的可行性,在 VPI 仿真软件中搭建了传输速率为 224 Gb/s 的 PDM-16QAM 系统。结果表明:当 OSNR 为 22 dB 时,双偏振和单偏振的线宽与误码率的关系曲线如图 3 所示。由图 3 可知:当线宽较低时,两种方法的性能相似。当激光器的线宽到超过 400 kHz 时,单偏振卡尔曼滤波器的

误码率突然增大。这是因为激光器线宽增加使信号受噪声的干扰加剧,在相位上产生更大的旋转。卡尔曼滤波器中经过预补偿后的符号进行判决时会产生大量的误判,从而产生错误的相位噪声估计。双偏振卡尔曼滤波器排除  $C_2$  的符号,当线宽增加时,即使发生较大的相位旋转,在经过预补偿后发生误判的概率也不会太高,所以暂时不会出现算法失效的情况。当线宽大于 2800 kHz 时,双偏振卡尔曼滤波器也会出现误码率突然增加的情况。仿真结果表明在该速率条件下,双偏振卡尔曼滤波器所能容忍的最大线宽是 2800 kHz。相比于单偏振卡尔曼滤波器,其线宽的容忍度提升了 7 倍左右。

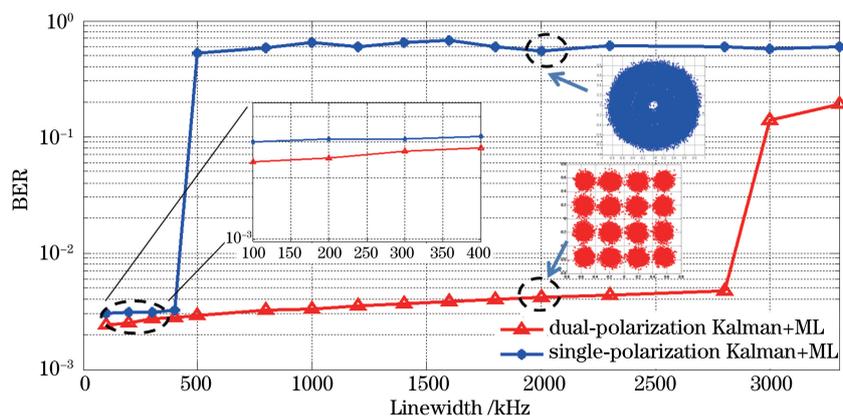


图 3 不同线宽对应的误码率曲线

Fig. 3 BER performance of PDM-16QAM system with different linewidths

双偏振卡尔曼滤波器和单偏振卡尔曼滤波器在恒定线宽(200 kHz, 500 kHz)下,块长度取 30 时,不同信噪比的误码率曲线如图 4 所示。此处,块长度主要由两个因素决定:激光器线宽以及链路放大器自发辐射(ASE)噪声。激光器线宽决定块长度选取较小为宜,而 ASE 噪声决定块长度选取较大为宜。因此,在实际应用中,块长度宜基于这两个因素折中选取。对比仿真结果发现,在 200 kHz 线宽的

情况下,单偏振卡尔曼滤波器和双偏振态卡尔曼滤波器的误码率与信噪比的关系曲线趋势相同,两种方法的性能相差较小。当把线宽增加到 500 kHz 时,双偏振态卡尔曼滤波器的性能发生了轻微的变化,而单偏振卡尔曼滤波器已经失效。表明该算法相对单偏振的卡曼滤波器算法具有更大的线宽容忍度。同时在低线宽情况下,该算法性能与单偏振卡尔曼滤波器性能相近。

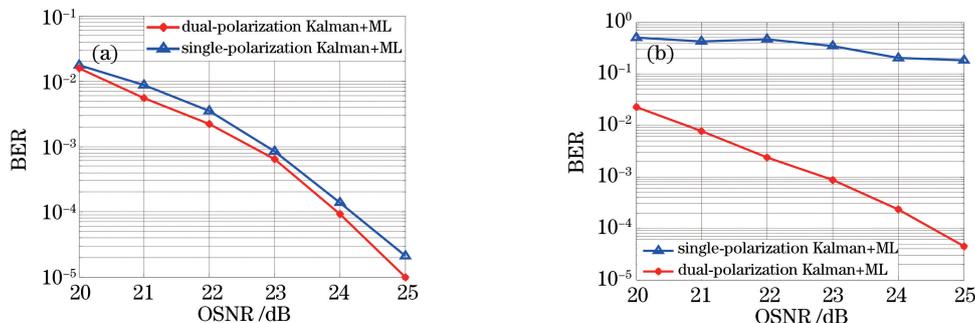


图 4 不同线宽下 PDM-16QAM BER 与 OSNR 关系曲线。(a) 200 kHz;(b) 500 kHz

Fig. 4 BER performance of PDM-16QAM for different linewidths with different OSNRs. (a) 200 kHz; (b) 500 kHz

并行卡尔曼滤波器将接收数据分块来实现载波相位估计,所以算法每次所能处理的最大并行符号个数的长度也是影响算法性能的关键因素。增加最大并行符号个数能有效提升算法的实时性并且可有效降低算法计算复杂度。单偏振卡尔曼滤波器和双偏振态卡尔曼滤波器所能实现的最大并行符号个数如图 5 所示。在线宽为 200 kHz,信

噪比为 22 dB 时,当块长度小于最大块长度(75)时,不同的块长度对两种算法性能都没有太大的影响。对比发现单偏振卡尔曼滤波器的最大并行处理个数为 75,双偏振态卡尔曼滤波器的最大并行处理个数为 300,说明在该条件下双偏振卡尔曼滤波器的最大并行处理符号个数是单偏振卡尔曼滤波器的 4 倍左右。

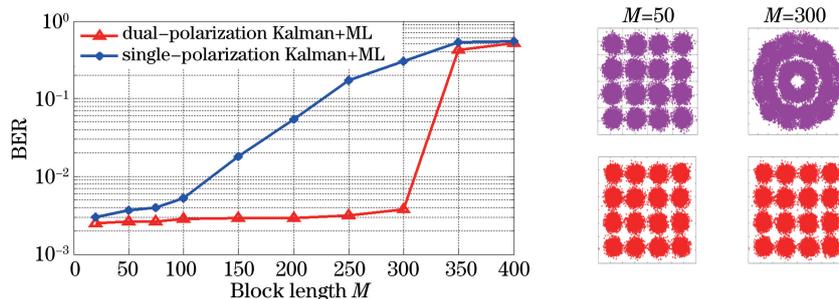


图 5 并行处理符号个数与 BER 关系

Fig. 5 BER performance of PDM-16QAM for various algorithms with different block lengths

### 4 实验结果分析

图 6 为传输速率为 224 Gb/s 的 PDM-16QAM 光纤通信传输系统。发射端采用中心波长为 1550 nm 的激光二极管(LD)作为光源,由任意波形发生器(AWG,型号:8195A)产生 28 Gbit 的 4 电平电信号驱动正交(I/Q)调制器获得 16QAM 信号。将 16QAM 信号通过偏振分束器(PBS)分成两路信号,在其中一路中加入延时模块,产生约 200 ps 的延时。用两个偏振控制器(PC)分别控制两路信号的

偏振态,将两路信号通过偏振合束器(PBC)后得到传输速率为 224 Gb/s 的 PDM-16QAM 信号。分别进行背靠背(BTB)和 320 km 传输实验,在链路上加入可调谐光衰减器(VOA)和掺铒光纤放大器(EDFA)来调节接收端的信噪比。在接收端,PDM-16QAM 信号通过带通滤波器(OBPF)后与本振光进行相干检测,通过采样率为 80 GSa/s 的实时示波器(型号:DSOZ634A)对电信号进行采样后进入 DSP 模块中依次进行重采样、色散补偿、时钟恢复、偏振解复用、载波相位恢复和解码,最后进行误码率分析。

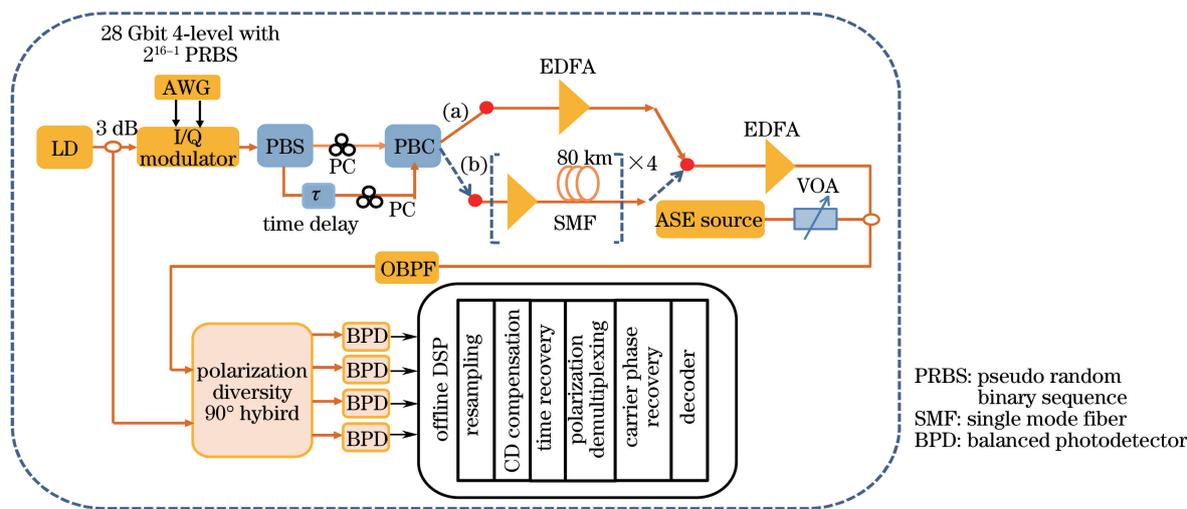


图 6 PDM-16QAM 光纤通信传输系统

Fig. 6 Experimental setup of PDM-16QAM system

为了验证实验的可行性,将经过偏振解复用后的两路信号通过单偏振的卡尔曼滤波器分别进行载波相位估计,结果如图 7(a)所示。从图 7(a)可以看出 X 偏振态和 Y 偏振态之间的相位噪声估

计值差约为 0.3 rad。图 7(b)给出在不同步长下估计的偏振态间的相位差,当步长  $a$  为  $10^{-3}$  时收敛值与图(a)中的估计值相近,所以在实验中步长取值为  $10^{-3}$ 。

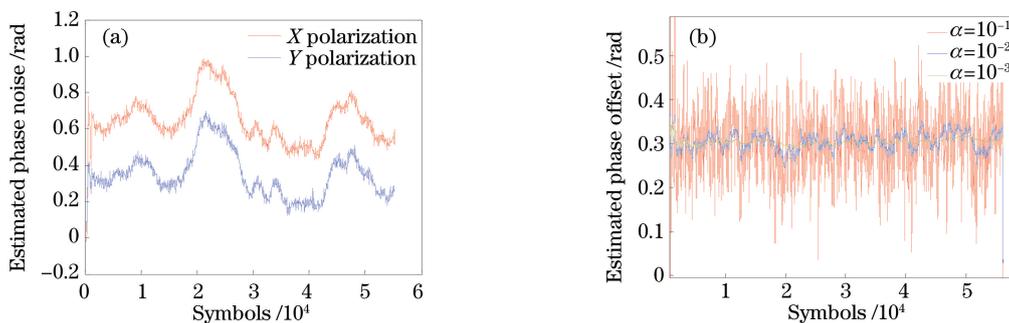


图 7 (a) X, Y 偏振态的相位噪声估计值; (b) 不同步长下两偏振态间的恒定相位差值  
Fig. 7 (a) Estimated phase noise of X polarization and Y polarization;  
(b) estimated phase offset of two polarizations with different steps

图 8(a)和(b)分别表示在线宽约为 100 kHz 和 2 MHz 左右、块长取 30 时,两种算法背靠背和 320 km 两种情况下单偏振卡尔曼滤波器和双偏振卡尔曼滤波器在不同信噪比时的误码率曲线图。对比背靠背和传输实验结果发现:在低线宽时,两种算法的性能

没有差别;当线宽约为 2 MHz 时,通过误码率曲线比较可以发现,双偏振卡尔曼滤波器牺牲了约 1 dB 的灵敏度,单偏振卡尔曼滤波器失效。上述结果与仿真结果相似,说明双偏振结构卡尔曼滤波器不仅提升了线宽容忍度而且能保持在低线宽时的性能。

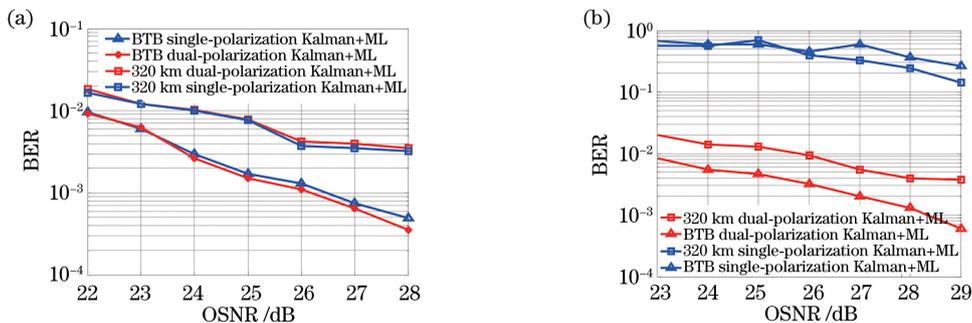


图 8 两种算法的误码率随 OSNR 的变化; (a) 100 kHz; (b) 2 MHz  
Fig. 8 BERs of two algorithms change with OSNR. (a) 100 kHz; (b) 2 MHz

图 9 为单偏振卡尔曼滤波器和双偏振态卡尔曼滤波器在 OSNR 为 24 dB 时不同块长度对应的误码率曲线。单偏振卡尔曼滤波器的最大并行处理符号个数是 200,双偏振卡尔曼滤波器的最大并行处理个数约为 700。实验结果证明双偏振卡尔曼滤波器的最大块长度是单偏振卡尔曼滤波器的 3.5 倍,与仿真结果相似。由于在实验中使用的 LD 线宽比仿真中设定的线宽要小,所以实验中块长度要比仿真中大。说明 LD 的线宽越小,算法所能实现的最大并行处理符号个数越多。

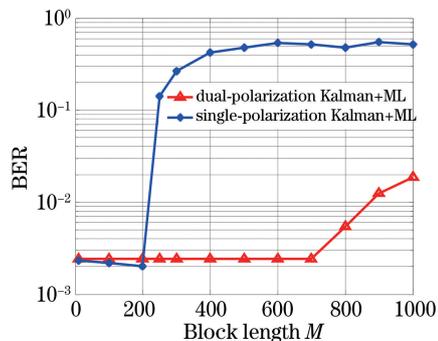


图 9 两种算法的误码率随块长度的变化

## 5 复杂度分析

数字信号处理算法的复杂度是决定算法能否在

高速率传输系统中实时处理的关键因素。下文分析了两种卡尔曼滤波器同时完成两个偏振态中  $N$  个

符号的载波相位恢复所需的实数加法、乘法、比较和判决次数。双偏振卡尔曼滤波器载波相位恢复复杂度的计算分为两个部分:

1) 为了确保两个偏振态的噪声相位相同,需先对  $X$  或  $Y$  偏振态进行恒定相位偏移补偿  $\exp(-j\varphi_{\text{offset}})$ 。因为可以在相位噪声估计前运用极少的信号估计出  $\varphi_{\text{offset}}$ ,所以在这个阶段  $X$  偏振态每个符号只需要 4 个实数乘法器和 2 个实数加法器。

2) 运用卡尔曼滤波器进行载波相位估计。第二个阶段需要对接收信号进行分类,虽然增加了分类的计算复杂度,但是在进行相位噪声估计时  $X$  和  $Y$  偏振态上都只使用了一半的符号,极大地降低了

计算复杂度。在算法中进行 Slicer 操作时,双偏振卡尔曼滤波器只与  $C_1$  和  $C_3$  级的 8 个符号进行比较,而单偏振的卡尔曼滤波器需要与 16 个符号进行比较,故在 Slicer 步骤中的复杂度也降低了一半。最后,在通过卡尔曼滤波器进行相位噪声估计步骤时,单偏振卡尔曼滤波器对两个偏振态分别进行载波相位估计,其计算复杂度是双偏振卡尔曼滤波器的 2 倍。综上得到两种结构下同时完成两个偏振态上  $N$  个符号载波相位恢复的复杂度如表 1 所示,其中  $P_1$  和  $P_2$  分别为两种结构的最大并行处理个数, $N$  为 600 时所需的计算次数( $P_1=75, P_2=300$ )。结果显示在完成偏振复用系统中相同符号的载波相位恢复时,双偏振态卡尔曼滤波器的计算复杂度更低。

表 1 两种结构下卡尔曼滤波器实现载波相位恢复复杂度

Table 1 Computational complexity of two kinds of Kalman filters for carrier phase recovery

Operation	Computational complexity	
	Single-polarization Kalman filter	Dual-polarization Kalman filter
Real multiplier	$66N + 100N/P_1 = 40400$	$37N + 50N/P_2 = 22300$
Real adder	$54N + 74N/P_1 = 32922$	$30N + 43N/P_2 = 18086$
Comparator	0	$2N = 1200$
Slicer	$2N = 1200$	$N = 600$

## 6 结 论

通过对单偏振卡尔曼滤波器结构进行改进,利用两个偏振态的符号同时进行相位噪声估计,实现了有更大线宽容忍度,更多并行处理个数,更低复杂度的双偏振态卡尔曼滤波器载波相位恢复算法。为了验证所提出算法的可行性,在传输速率为 224 Gb/s 的 PDM-16QAM 传输系统下分别将双偏振卡尔曼滤波器与单偏振卡尔曼滤波器进行了仿真对比和实验验证。与单偏振卡尔曼滤波器相比,所提出的算法线宽容忍度提高了近 7 倍,最大块长度增加了 3.5 倍左右,计算复杂度下降了一半左右。此外,双偏振卡尔曼滤波器最大并行处理符号的个数更多,有效提高了算法的实时性。

## 参 考 文 献

- [1] Jiang L, Yan L S, Yi A L, *et al.* Adaptive dispersion monitoring for polarization-multiplexed coherent optical communication systems[J]. 光学学报, 2014, 34(11): 1106006.  
蒋林, 闫连山, 易安林, 等. 偏振复用相干光纤通信系统中的自适应色散监测[J]. 光学学报, 2014, 34(11): 1106006.
- [2] Savory S J. Digital coherent optical receivers: algorithms and subsystems [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2010, 16(5): 1164-1179.
- [3] Savory S J. Digital filters for coherent optical receivers[J]. Optics Express, 2008, 16(2): 804-817.
- [4] Pfau T, Hoffmann S, Noé R. Hardware-efficient coherent digital receiver concept with feedforward carrier recovery for  $M$ -QAM constellations [J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(8): 989-999.
- [5] Gao Y L, Lau A P T, Yan S Y, *et al.* Low-complexity and phase noise tolerant carrier phase estimation for dual-polarization 16-QAM systems[J]. Optics Express, 2011, 19(22): 21717-21729.
- [6] Souto D V, Olsson B E, Larsson C, *et al.* Joint-polarization and joint-subchannel carrier phase estimation for 16-QAM optical systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2012, 30(20): 3185-3191.
- [7] Alfredsson A F, Krishnan R, Agrell E. Joint-polarization phase-noise estimation and symbol detection for optical coherent receivers[J]. Journal of Lightwave Technology, 2016, 34(18): 4394-4405.
- [8] Lu J N, Li X, Fu S N, *et al.* Joint carrier phase and frequency-offset estimation with parallel implementation for dual-polarization coherent receiver [J]. Optics Express, 2017, 25(5): 5217-5231.

- [9] Cao G L, Yang Y F, Wang F, *et al.* Extended Kalman based polarization and carrier phase quickly tracking for PDM-16QAM[J]. *Acta Optica Sinica*, 2014, 34(12): 1206005.  
曹国亮, 杨彦甫, 王非, 等. 基于扩展卡尔曼的 PDM-16QAM 偏振态和载波相位快速跟踪[J]. *光学学报*, 2014, 34(12): 1206005.
- [10] Hou B J, Yang Y F, Xiang Q, *et al.* A joint frequency offset and phase estimation scheme based on cascaded EKF and LKF[J]. *Acta Optica Sinica*, 2018, 38(1): 0106004.  
侯冰洁, 杨彦甫, 向前, 等. 基于 EKF 和 LKF 级联的频偏和相位估计联合方案[J]. *光学学报*, 2018, 38(1): 0106004.
- [11] Dong Y J, Tang Y J, Ren H L, *et al.* Phase noise compensation algorithm of CO-OFDM system based on unscented Kalman filter[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2017, 44(11): 1106010.  
董月军, 唐英杰, 任宏亮, 等. 基于无迹卡尔曼滤波的 CO-OFDM 系统相位噪声补偿算法[J]. *中国激光*, 2017, 44(11): 1106010.
- [12] Pakala L, Schmauss B. Improved decision directed carrier phase estimation for nonlinearity mitigation in 16-QAM systems [C] // 2014 16th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), July 6-10, 2014, Graz, Austria. New York: IEEE, 2014: 1-4.
- [13] Pakala L, Schmauss B. Joint compensation of phase and amplitude noise using extended Kalman filter in coherent QAM systems [C] // 2014 The European Conference on Optical Communication, September 21-25, 2014, Cannes, France. New York: IEEE, 2014: 1-3.
- [14] Inoue T, Namiki S. Carrier recovery for  $M$ -QAM signals based on a block estimation process with Kalman filter[J]. *Optics Express*, 2014, 22(13): 15376-15387.
- [15] Jignesh J, Corcoran B, Lowery A. Parallelized unscented Kalman filters for carrier recovery in coherent optical communication[J]. *Optics Letters*, 2016, 41(14): 3253-3256.
- [16] Muller R R, Mello D A D A. Phase-offset estimation for joint-polarization phase-recovery in DP-16-QAM systems[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2010, 22(20): 1515-1517.